

Оригинальная статья / Original Paper

DOI 10.15826/urej.2020.4.3.004

УДК 621.396

Радиолокатор с повышенным угловым разрешением объектов при широкоугольном сканировании

С.Н. Плохов, С.Н. Шабунин✉

Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина, Россия, 620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, 32

✉ s.n.shabunin@urfu.ru

Аннотация

Рассматриваются и сравниваются параметры антенных систем радиолокаторов, построенных по традиционной схеме с фазовращателями как в антенной решетке передатчика, так и в антенной решетке приемника с радиолокатором, в котором обработка сигнала выполняется только на приемной стороне. Во втором случае на излучающую систему передатчика накладывается дополнительное требование ортогональности излучаемых сигналов. Сравняются характеристики радиолокатора с тремя передающими антеннами и четырьмя приемными. Рассматриваются два варианта формирования виртуальной антенной системы. В первом случае анализируется излучение линейной регулярной антенной решетки, во втором – прореженной, но с тем же числом излучателей. Показано, что во втором случае можно реализовать радар с лучшим угловым разрешением. Рассмотрены особенности применения радаров в качестве сенсоров систем безопасности автомобиля с широкоугольным обзором. Отмечена возможность ложного захвата цели. Предложен способ однозначной пеленгации.

Ключевые слова

антенная решетка, радиолокатор, диаграмма направленности, ММО радар

Для цитирования

Плохов С.Н., Шабунин С.Н. Радиолокатор с повышенным угловым разрешением объектов при широкоугольном сканировании. *Ural Radio Engineering Journal*. 2020;4(3):318–335. DOI: 10.15826/urej.2020.4.3.004.

Radar with increased angular resolution of objects in wide-angle scanning

S.N. Plohov, S.N. Shabunin✉

Ural Federal University named after first President of Russia B.N. Yeltsin, 32 Mira Str., Ekaterinburg, 620002, Russia

✉ s.n.shabunin@urfu.ru

Abstract

The parameters of radar antenna systems constructed according to the traditional scheme with phase shifters inserted both in the transmitting

and receiving antenna array with the radar in which signal processing is performed only on the receiving side are considered and compared in the paper. In the second case, an additional requirement of orthogonality of the radiated signals is imposed on the radiating system of the transmitter. The characteristics of the radar with three transmitters and four receivers are compared. Two variants of forming a virtual antenna array are considered. In the first case, the radiation of the linear regular antenna array is analyzed, in the second case the thinned one, but with the same number of emitters. We demonstrate that in the second case, it is possible to implement the radar with a better angular resolution. The features of using the radar as a short-range radar for vehicle security systems with a wide-angle view are elaborated. The possibility of false capture of the target is noted. The authors of the research suggest the unambiguous direction finding method.

Keywords

antenna array, radar, radiation pattern, MIMO radar

For citation

Plohov S.N., Shabunin S.N. Radar with increased angular resolution of objects in wide-angle scanning. *Ural Radio Engineering Journal*. 2020;4(3):318–335. DOI: 10.15826/urej.2020.4.3.004.

Введение

Наибольшее распространение в силу ряда особенностей получили моностатические радиолокационные системы, в которых излучение зондирующего сигнала и прием отраженного от цели излучения выполняется на одну и ту же антенну [1]. Однако с развитием цифровых технологий обработки сигналов все большее применение находят радары с несколькими передающими и приемными антеннами, называемые на Западе МИМО (Multiple Input Multiple Output) технологией [2–6]. Этот принцип известен достаточно давно и в нашей стране [7–10]. Используется несколько передающих и приемных антенн, разнесенных между собой на определенное расстояние. Каждая из передающих антенн излучает собственный сигнал, ортогональный по отношению к другим антеннам. За счет этого на приемной стороне удастся разделить отраженный от цели сигнал отдельных излучающих антенн и сформировать за счет соответствующей цифровой обработки некое виртуальное поле антенн с числом элементов, равным произведению числа передающих и приемных антенн. Рассмотренная технология позволяет улучшить пеленгационные характеристики радаров. В квазимоностатических МИМО радаров передающие и приемные антенны расположены достаточно близко друг от друга, так, что цель наблюдается примерно под одними и теми же углами. Подобные системы получили распространение в системах безопасности автомоби-

лей миллиметрового диапазона частот в качестве радиолокационных сенсоров ближнего действия – Short Range Radar (системы парковки, предупреждения столкновений и т.п.) и дальнего действия – Long Range Radar (адаптивный круиз-контроль). В данной статье рассматриваются способы повышения углового разрешения радара ближнего действия с широким углом сканирования и влияние на однозначность пеленгации диаграмм направленности передающих и приемных антенн.

Способы реализации квазимоностатических MIMO радаров

Известно, что схемы построения радиолокаторов (РЛ) с близко расположенными антеннами приемника и передатчика (т.е. для которых углы направления на цель практически равны – квазимоностатические РЛ) могут различаться по принципам обзора пространства – последовательному или параллельному; суммирования энергии отраженных от цели сигналов, излучаемых антеннами передатчика – когерентного и некогерентного; методам вычисления направления на цель [10–12].

Одним из основных параметров, определяющих эффективность работы РЛ, является предельная дальность обнаружения объекта с заданной эффективной площадью рассеяния (ЭПР).

$$R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{P_T G_T G_R \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 P_{R_{\min}}}}, \quad (1)$$

где P_T – излученная мощность, Вт; G_T – коэффициент усиления передающей антенны; G_R – коэффициент усиления приемной антенны; λ – длина волны, м; σ – ЭПР цели, м²; $P_{R_{\min}}$ – минимальная входная мощность приемника, Вт.

Минимальная входная мощность зависит от шумовых характеристик приемника и рассчитывается по известной формуле:

$$P_{R_{\min}} = k T_0 \Delta f F_N SNR, \quad (2)$$

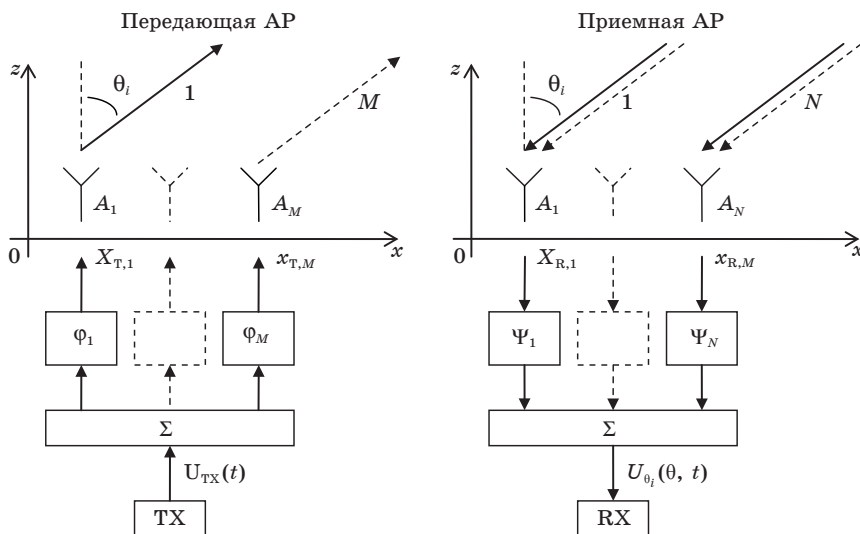
где $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ – постоянная Больцмана, Вт/(Гц·К); $T_0 = 290$ К – стандартная температура в градусах Кельвина; Δf – полоса пропускания приемника или эффективная шумовая полоса для систем с цифровой обработкой сигнала, Гц; F_N – коэффициент шума; SNR – минимальное соотношение сигнал/шум.

Влияние взаимодействия передающих и приемных антенн РЛ миллиметрового диапазона, в том числе в каналах диаграммообразующих схем (ДОС), а также прямого прохождения сигнала передатчика на вход приемника по внутренним цепям СВЧ-микросхемы на уровень декоррелированного фазового шума, приводящие к уменьшению приведенного к входу приемника

отношения сигнал/шум и ограничению дальности действия радиолокатора рассмотрено в [13].

Произведение коэффициентов усиления антенн (или антенных решеток – АР) приемника (ТХ) и передатчика (RХ) $G_T G_R$, входящее в (1), также существенно влияет на предельную дальность обнаружения цели. В случае, если цель не находится в максимуме диаграмм направленности антенн, выражение (1) следует умножить на произведение значений диаграмм направленности (ДН) передающих и приемных антенн $F(\theta_t, \varphi_t)F(\theta_r, \varphi_r)$, где углы $\theta_t, \varphi_t, \theta_r, \varphi_r$ определяют направление на цель.

На рис. 1 показана обобщенная схема РЛ с последовательным обзором пространства с использованием фазовращателей в каждом канале передатчика и приемника, из которой можно при известной схеме реализации антенн определить значение их коэффициентов усиления и диаграмм направленности.



TX – передатчик/transmitter; RX – приемник/receiver; $A_1 \dots A_M$ – передающие антенны/transmitting antennas; $x_{T,1} \dots x_{T,M}$ – координаты фазовых центров передающих антенн/coordinates of the transmitting antenna phase centers; 1 ... M – сигналы (лучи) передающих антенн/radiation (beams) from the transmitting antennas; $A_1 \dots A_N$ – приемные антенны/receiving antennas; $x_{R,1} \dots x_{R,N}$ – координаты фазовых центров приемных антенн/coordinates of the receiving antenna phase centers; Σ – сумматоры или делители, в зависимости от указанных направлений сигналов/combiners or dividers, depending on the specified signal directions; $\phi_1 \dots \phi_M$ – фазовращатели ДОС передающей АР/phase shifters in the antenna feeding network of the transmitting antenna array; $\Psi_1 \dots \Psi_N$ – фазовращатели ДОС приемной АР/phase shifters in the antenna feeding network of the receiving antenna array; $U_{TX}(t)$ – сигнал на выходе передатчика/the transmitting output signal; $U_{\theta_i}(\theta, t)$ – сигнал на входе приемника/the signal at the receiver input

Рис. 1. Схема РЛ с излучением сигнала одного вида

Fig. 1. Block diagram of the radar with the same waveform

В РЛ на рис. 1 M антенн передатчика излучают когерентные колебания одного вида. Управление ДН АР передатчика осуществляется на стороне передатчика с помощью M фазовращателей. Управление ДН АР приемника – на стороне приемника. В приемном тракте используется N антенн. Таким образом, ДОС представляют собой делители/сумматоры мощности и наборы фазовращателей, формирующие на входах (выходах для приемной АР) излучателей сигналы с распределением начальных фаз, необходимых для получения одного из заданных угловых направлений главного лепестка ДН в секторе обзора. Такая структура РЛ позволяет за счет сложения на цели энергии сигналов от всех антенн передатчика обеспечить наибольшее отношение сигнал/шум на выходе ДОС приемной антенной системы и, таким образом, реализовать предельную дальность обнаружения при идеализированных условиях приема, когда помехами являются только собственные шумы приемника и передатчика.

Параметр $G_T G_R$ может быть рассчитан исходя из произведения ДН АР приемника и передатчика при заданных одинаковых углах отклонения от нормали и параметров антенн. Результирующая ДН будет характеризовать угловое разрешение РЛ.

Для формирования k углов направлений на цель фазовращатели должны обеспечивать умножение комплексной амплитуды сигнала на следующие наборы фазовых множителей:

$$\{e^{j\varphi_{T11}}, \dots, e^{j\varphi_{TM1}}\}, \dots, \{e^{j\varphi_{T1k}}, \dots, e^{j\varphi_{TMk}}\}$$

– для передатчика (первый индекс – номер антенны, второй – номер направления);

$$\{e^{j\varphi_{R11}}, \dots, e^{j\varphi_{RN1}}\}, \dots, \{e^{j\varphi_{R1k}}, \dots, e^{j\varphi_{RNk}}\}$$

– для приемника.

Численные значения фаз определяются относительными (по отношению к длине волны) координатами расположения антенн [14].

Одной из основных особенностей современных РЛ является использование концепции построения антенных систем, при которой антеннами передатчика излучаются ортогональные сигналы, что позволяет реализовать параллельный обзор пространства и адаптивные к условиям помех методы приема.

Для антенной системы с излучением и приемом ортогональных сигналов понятие ДН и, как следствие, коэффициента усиления потеряли исходный однозначный смысл, поскольку стали зависеть не только от геометрии расположения антенн, но и от свойств сигналов и методов их приема и обработки [6; 11; 12]. Для описания модели антенной системы стали использоваться

такие понятия, как виртуальные элементы и антенные решетки, направляющий вектор и т.д.

В системе, содержащей M антенн (или АР) передатчика и N антенн (или АР) приемника, исходный ЛЧМ импульс передатчика преобразуется в набор ортогональных сигналов, по количеству равный числу антенн передатчика. Эти сигналы усиливаются и излучаются M антеннами передатчика. Каждой антенной приемника принимаются отраженные от цели сигналы, излученные от всех антенн передатчика. После их разделения (декодирования) с помощью N согласованных фильтров полученным сигналам могут быть однозначно сопоставлены номера антенн передатчика.

Таким образом, общее количество принятых сигналов равно MN . Выражение для отклика m -го согласованного фильтра на выходе n -й приемной антенны с учетом нахождения цели в дальней зоне может быть представлено в следующем виде:

$$y_{m,n} = a \exp \left[j \frac{2\pi}{\lambda} \mathbf{u}^T (\mathbf{x}_{T,m} + \mathbf{x}_{R,n}) \right], \quad (3)$$

где a – амплитуда отраженного от цели сигнала; \mathbf{u} – единичный вектор направления на цель; $\mathbf{x}_{T,m}$ – вектор, определяющий положение m -й передающей антенны; $\mathbf{x}_{R,n}$ – вектор, определяющий положение n -й приемной антенны.

Гипотетическая приемная антенна, MN элементов которой имеют координаты

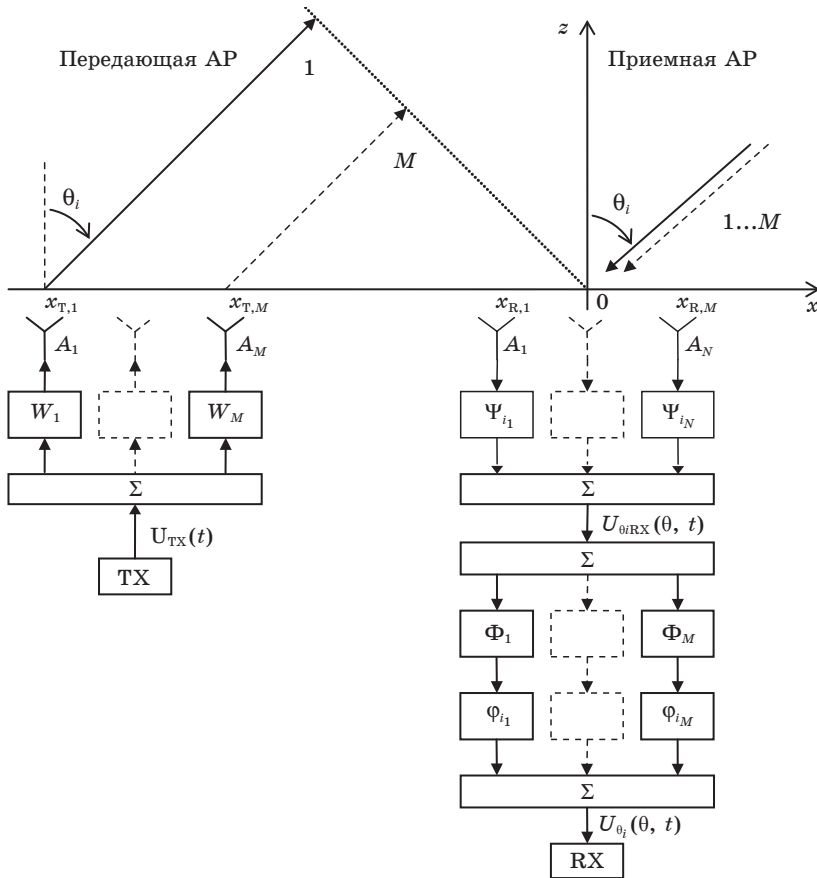
$$\{\mathbf{x}_{T,m} + \mathbf{x}_{R,n} \mid n = 1, \dots, N; m = 1, \dots, M\}, \quad (4)$$

называется виртуальной приемной АР [15]. Если передающие и приемные антенны представляют собой линейные антенные решетки, например, расположенные вдоль оси x , в (4) можно перейти к скалярным величинам – координатам излучателей на этой оси.

Как следует из приведенного описания рассматриваемой антенной системы, для нее параметр $G_T G_R$ оказывается не определен, так как не определены ДН антенн приемника и передатчика. Однако для расчета параметров виртуальной АР необходима конкретизация вида излучаемых сигналов и способа их суммирования в приемнике.

Тем не менее для ряда частных вариантов реализации систем с излучением ортогональных сигналов, параметр $G_T G_R$ может быть рассчитан по аналогии с расчетом антенной системы РЛ, показанной на рис. 1.

Один из примеров построения такого РЛ с когерентным суммированием отраженных от цели сигналов приведен на рис. 2 [10].



TX – передатчик/transmitter; RX – приемник/receiver; $A_1 \dots A_M$ – передающие антенны/transmitting antennas; $1 \dots M$ – сигналы (лучи) передающих антенн/radiation (beams) from the transmitting antennas; $A_1 \dots A_N$ – приемные антенны/receiving antennas; Σ – сумматоры или делители в зависимости от указанных направлений сигналов/combiners or dividers, depending on the specified signal directions; $\Psi_{i_1} \dots \Psi_{i_N}$ – фазовращатели ДООС приемной AP/ phase shifters in the antenna feeding network of the receiving antenna array; $\Phi_{i_1} \dots \Phi_{i_M}$ – фазовращатели, задающие направление ДН условной передающей AP/phase shifters that set the imaginary radiation direction of the transmitting antenna; $W_1 \dots W_M$ – формирователи (кодеры) ортогональных сигналов/ orthogonal signal generators (encoders); $\Phi_1 \dots \Phi_N$ – фильтры (декодеры) ортогональных сигналов/filters (decoders) of orthogonal signals; $x_{T,1} \dots x_{T,M}$ – координаты фазовых центров передающих антенн/coordinates of the transmitting antenna phase centers; $x_{R,1} \dots x_{R,N}$ – координаты фазовых центров приемных антенн/coordinates of the receiving antenna phase centers; θ_i – один из набора углов $\theta_1 \dots \theta_k$ обзора заданного сектора пространства/one of the set of $\theta_1 \dots \theta_k$ viewing angles for a given sector of space; $U_{TX}(t)$ – сигнал на выходе передатчика/the transmitting output signal; $U_{\theta RX}(\theta, t)$ – выходной сигнал ДООС приемной AP/ the output signal of the antenna feeding network of the receiving antenna array; $U_{\theta_i}(\theta, t)$ – сигнал на входе приемника/the signal at the receiver input

Рис. 2. Схема РЛ с излучением ортогональных сигналов и когерентным сложением

Fig. 2. Block diagram of the radar with orthogonal waveforms and coherent summation

Как следует из сопоставления схем, показанных на рис. 1, 2, в них осуществляются эквивалентные преобразования сигнала передатчика по пути его прохождения от выхода передатчика к входу приемника, за исключением того, что в схеме на рис. 2 суммирование энергии принятых ортогональных сигналов происходит после их разделения согласованными фильтрами, т.е. в присутствии шумов приемных антенн (и их усилителей). В схеме на рис. 1 суммирование излучения всех антенн передатчика осуществляется на цели. В связи с этим для каждого заданного направления на цель отношение сигнал/шум в ней будет выше. Численно различие в отношении сигнал/шум равно количеству антенн в передающей АР [10; 12]. Это различие в шумовых характеристиках систем может быть учтено как эквивалентное уменьшение величины $G_T G_R$ для системы на рис. 2.

С учетом приведенных выше замечаний для расчета сквозного коэффициента передачи антенной системы РЛ и оценки ее направленных свойств в среде проектирования AWR Design Environment были реализованы модели, соответствующие схемам на рис. 1, 2. Модели содержат стандартные блоки антенных решеток, задаваемыми параметрами которых являются координаты фазовых центров элементов и их ДН, угол отклонения от нормали.

Эквидистантная виртуальная антенная решетка

На рис. 3 показано расположение трех передающих и четырех приемных антенн РЛ с излучением идентичного сигнала. В связи с большим выбранным шагом передающих антенн ($d_{TX} = 2\lambda_0$) в составе АР ДН без учета направленных свойств отдельных излучателей (множитель решетки) имеет главный лепесток и 4 дифракционных лепестка (рис. 4). Шаг между элементами приемной АР составляет $d_{RX} = 0,5\lambda_0$, и она не имеет дифракционных максимумов. Так как при выбранном шаге ближайшие к главному дифракционные лепестки передающей антенны совпадают с нулями излучения приемной антенны, результирующая (перемноженная) ДН имеет один ярко выраженный максимум (рис. 5).

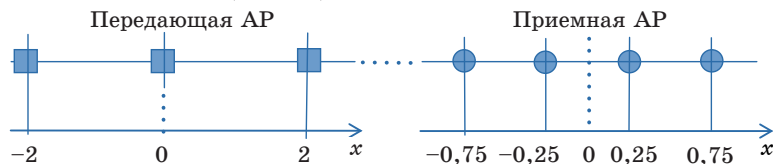


Рис. 3. Координаты элементов АР приемника и передатчика (в длинах волн) для РЛ с излучением сигнала одного вида

Fig. 3. Coordinates of the receiver and transmitter antenna array elements (in wavelengths) for the radar with the same waveform

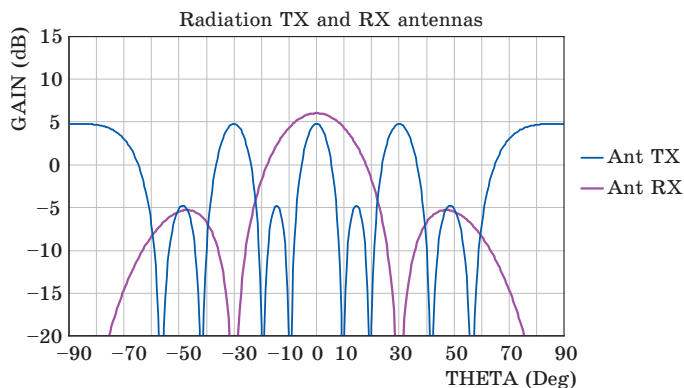


Рис. 4. Множитель АР приемника и передатчика РЛ с излучением сигнала одного вида

Fig. 4. Antenna factor of the receiving and transmitting arrays of the radar with the same waveform

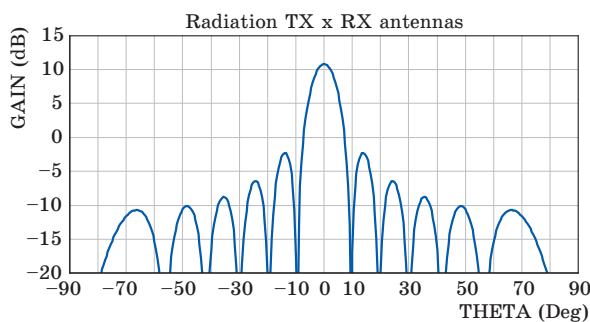


Рис. 5. Результирующий множитель АР приемника и передатчика РЛ с излучением сигнала одного вида

Fig. 5. The resulting antenna factor of the virtual radar antenna array with the same waveform

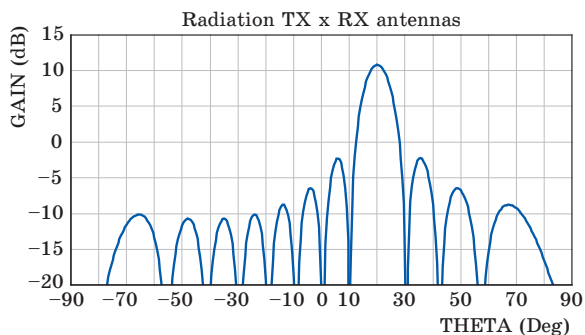


Рис. 6. Результирующий множитель АР при фазировании в направлении $\theta = 20^\circ$

Fig. 6. The resulting antenna factor of the virtual radar antenna array for the scanning angle $\theta = 20^\circ$

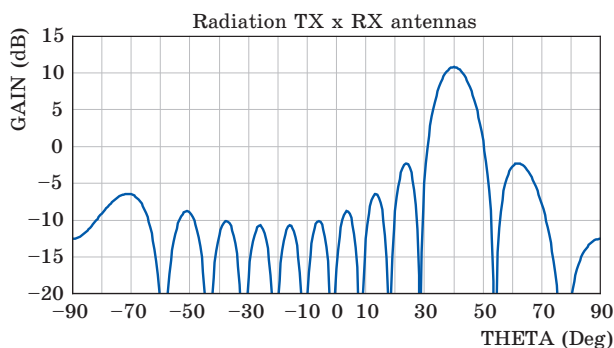


Рис. 7. Результирующий множитель АР при фазировании в направлении $\theta = 40^\circ$

Fig. 7. The resulting antenna factor of the virtual radar antenna array for the scanning angle $\theta = 40^\circ$

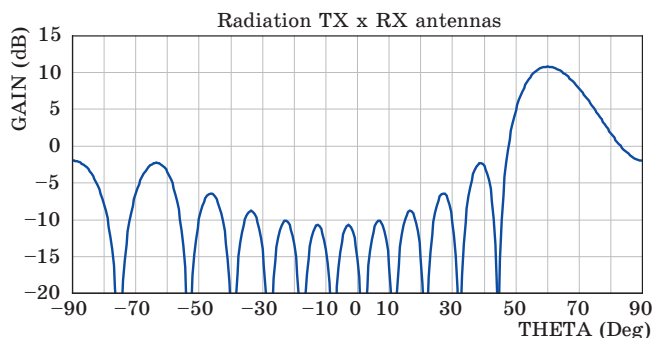


Рис. 8. Результирующий множитель АР при фазировании в направлении $\theta = 60^\circ$

Fig. 8. The resulting antenna factor of the virtual radar antenna array for the scanning angle $\theta = 60^\circ$

Разреженная виртуальная антенная решетка

Использование прореженных антенных решеток позволяет сузить главный лепесток диаграммы направленности, так как длина антенной решетки при том же числе излучателей увеличивается. Например, для расположения передающих и приемных антенн, приведенного на рис. 9, множитель решетки обеспечивает сужение главного лепестка в 1,8 раза при ориентации его по нормали к плоскости АР (рис. 10). Однако при этом заметно увеличивается уровень боковых лепестков, в нашем случае – на 5,1 дБ. Координаты виртуальных элементов рассчитаны согласно выражению (4) для следующего расположения антенн: $\{-5,0; -4,0; -2,5; -2,0; -1,5; -0,5; 1,0; 1,5; 2,0; 3,0; 4,5; 5,0\}$.

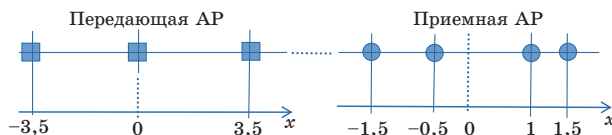


Рис. 9. Координаты элементов АР (в длинах волн) в примере расчета ДН РЛ с излучением ортогональных сигналов

Fig. 9. Coordinates of the receiver and transmitter antenna array elements (in wavelengths) for the radar with orthogonal waveforms

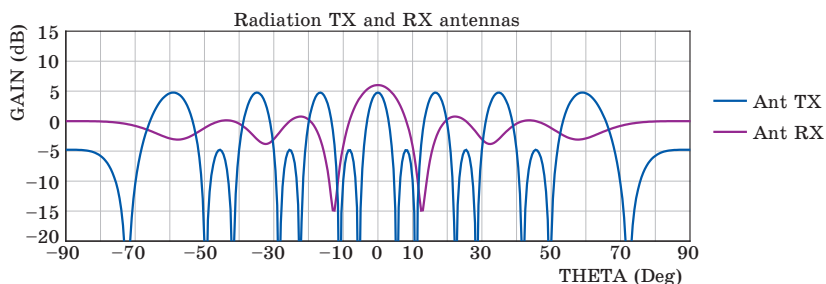


Рис. 10. Множитель АР приемника и передатчика РЛ для АР, показанной на рис. 9

Fig. 10. Antenna factor of the receiving and transmitting arrays of the radar from Fig. 9

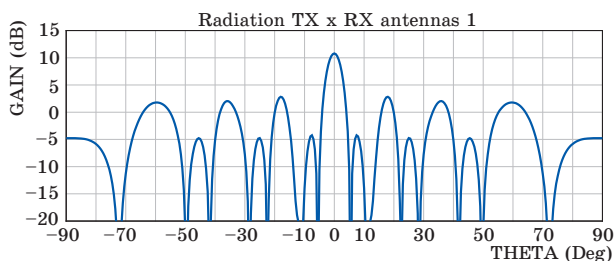


Рис. 11. Результирующий множитель АР РЛ для АР, показанной на рис. 9

Fig. 11. The resulting antenna factor of the virtual antenna array of the radar from Fig. 9

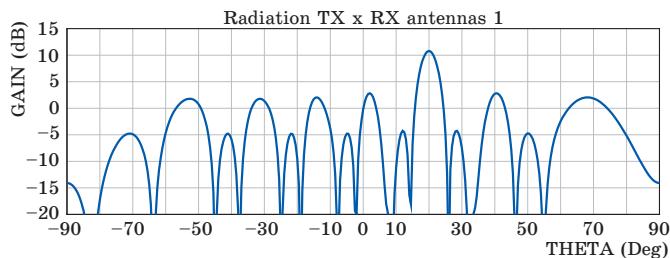


Рис. 12. Результирующий множитель АР при фазировании в направлении $\theta = 20^\circ$

Fig. 12. The resulting antenna factor of the virtual radar antenna array for the scanning angle $\theta = 20^\circ$

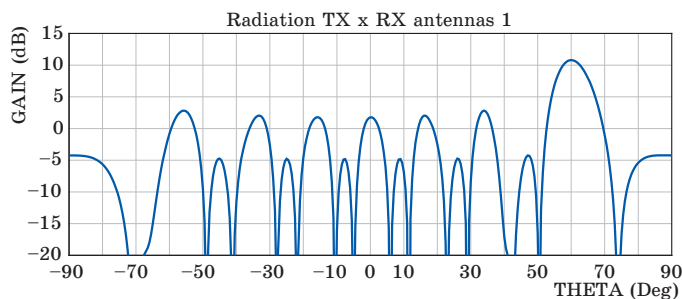


Рис. 13. Результирующий множитель АР при фазировании в направлении $\theta = 60^\circ$

Fig. 13. The resulting antenna factor of the virtual radar antenna array for the scanning angle $\theta = 60^\circ$

При изменении направления фазирования и отклонении главного лепестка от нормали наблюдается естественное его расширение (рис. 14). Эти данные позволяют определить угловое разрешение целей РЛ.

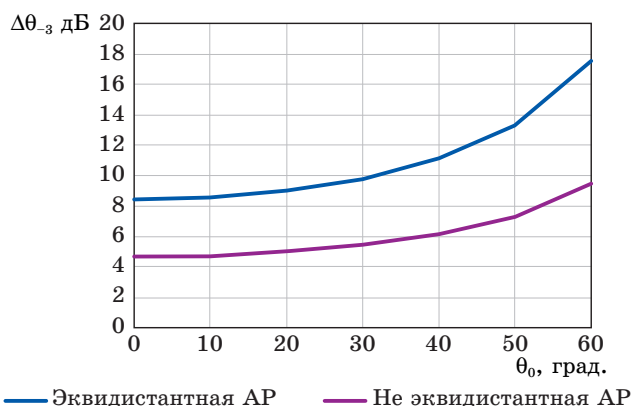


Рис. 14. Ширина главного лепестка результирующего множителя АР при изменении направления излучения для эквидистантной и неэквидистантной АР

Fig. 14. Dependence of the main lobe width of the resulting antenna factor on the radiation direction for equidistant and non-equidistant antenna arrays

Графики, приведенные на рис. 14, показывают почти двукратное увеличение разрешения угловых целей АР при выбранных способах размещения передающих и приемных антенн.

Рассмотренные виды РЛ имеют различное приложение. Одним из них являются системы безопасности автомобилей. Требования к РЛ дальнего (Long-Range Radar) и ближнего действия (Short-Range Radar) различны. На рис. 15 показаны различные типы автомобильных радаров [16]. Наибольшую дальность дей-

ствия имеют системы адаптивного круиз-контроля, однако их рабочий сектор азимутальных углов весьма узок. Системы малого радиуса действия, такие как система помощи при парковке, система предотвращения столкновений и т.п., должны работать в широком диапазоне углов, сохраняя при этом высокую степень углового разрешения целей.

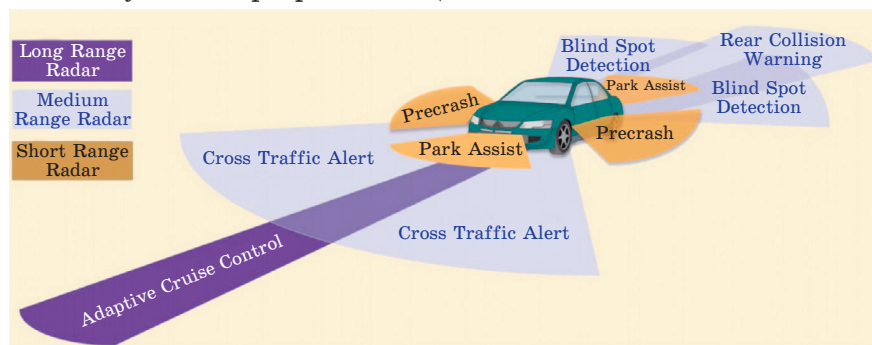


Рис. 15. Типы автомобильных радаров [16]

Fig. 15. Automotive radar types [16]

Влияние диаграммы направленности антенн на сквозной коэффициент усиления

Ранее анализировалось поведение множителя решетки. В реальных системах необходимо учитывать влияние диаграмм направленности излучателей, составляющих антенные решетки передающих и приемных антенн. При этом наиболее сложная ситуация возникает именно для систем ближнего действия, угловой диапазон которых составляет 120 градусов и более. Ниже приведены результирующие угловые зависимости сквозного коэффициента усиления (СКУ) антенн РЛ, приведенных на рис. 9, но с учетом направленных свойств линейных микрополосковых антенных решеток горизонтальной поляризации, используемых в качестве элементов антенной системы РЛ. Для нормально ориентированного луча $G_T G_R$ составил 38,1 дБ. При отклонении на угол, например 30 градусов, результирующий коэффициент усиления уменьшается на 4,7 дБ.

Приведенные ДН показывают, что при сохранении малой ширины главного лепестка, с отклонением угла положения цели от нормали, уровень сигнала в приемнике уменьшается. При угле 40 градусов его величина совпадает с уровнем других лепестков, а на предельном угле отклонения 60 градусов уровень сигнала от цели в главном лепестке будет на 4,2 дБ меньше, чем у цели с таким же значением ЭПР, но попавшей в другие лучи. Это может привести к неоднозначности угловой пеленгации цели.

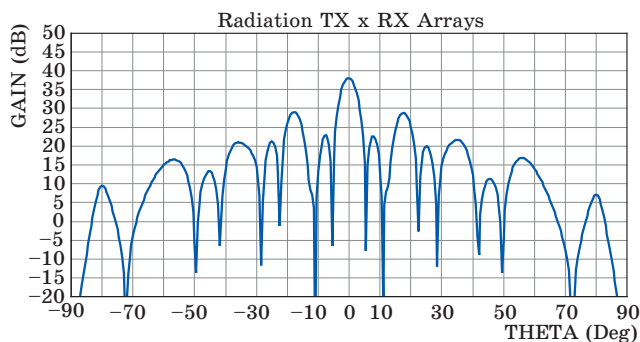


Рис. 16. Угловая зависимость СКУ антенн РЛ при фазировании в направлении $\theta = 0^\circ$

Fig. 16. Combined antenna gain of the radar for the scanning angle $\theta = 0^\circ$

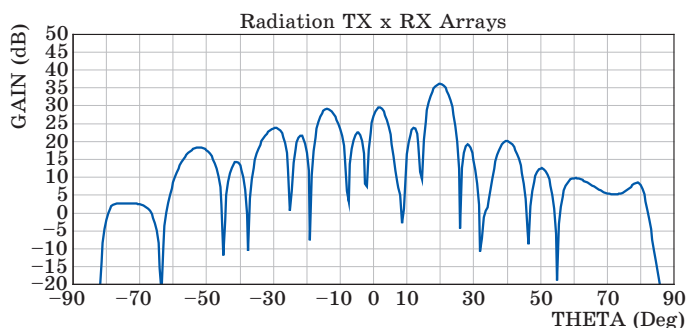


Рис. 17. Результирующая ДН РЛ при фазировании в направлении $\theta = 20^\circ$

Fig. 17. Combined antenna gain of the radar for the scanning angle $\theta = 20^\circ$

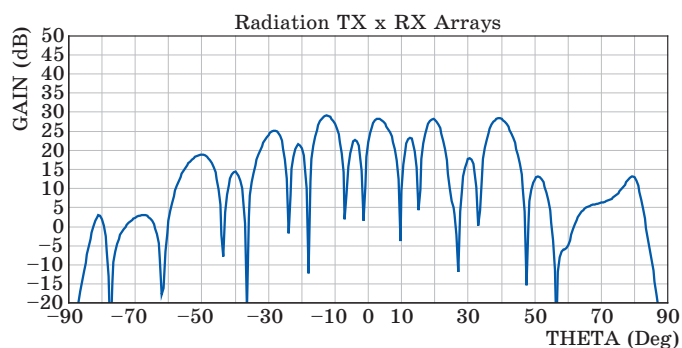


Рис. 18. Результирующая ДН РЛ при фазировании в направлении $\theta = 20^\circ$

Fig. 18. Combined antenna gain of the radar for the scanning angle $\theta = 40^\circ$

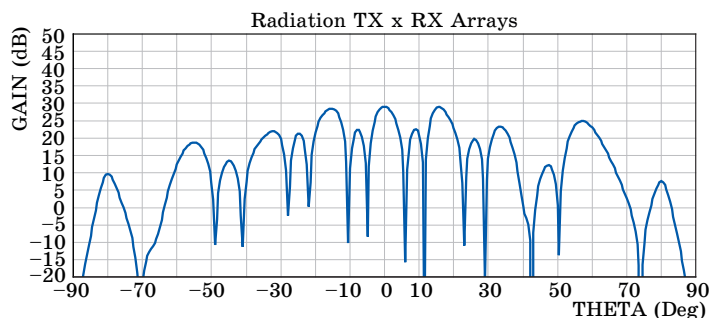


Рис. 19. Результирующая ДН РЛ при фазировании в направлении $\theta = 60^\circ$
 Fig. 19. Combined antenna gain of the radar for the scanning angle $\theta = 60^\circ$

Рассмотренная на рис. 2 схема формирования и обработки сигнала позволяет проводить параллельный обзор пространства, в то время как показанная на рис. 1 – последовательный. Параллельный анализ отраженных сигналов с различных направлений позволяет увеличить время на их обработку, в том числе использовать методы последовательного сужения области пеленгации целей. В первом приближении направление на цель может быть определено при использовании только одной передающей антенны. В этом случае дифракционные лепестки отсутствуют, и направление на цель находится однозначно. Однако ухудшаются энергетические характеристики радиоканала. Это преодолимо при использовании, например, режима накопления сигнала.

Заключение

В результате сравнения двух схем реализации виртуальных антенных систем РЛ с эквидистантным и прореженным расположением элементов можно сделать вывод о том, что множитель решетки (антенный фактор), определяющий ширину главного лепестка сквозного коэффициента усиления во втором случае имеет меньшее значение. Рассмотренная схема установки повышает угловое разрешение объектов в 1,8 раза. Однако при этом увеличивается уровень боковых лепестков, обусловленных дифракционными максимумами. Учет реальных диаграмм направленности передающих и приемных антенн существенно влияет на результирующую угловую зависимость сквозного коэффициента усиления РЛ. В радарх с широкоугольным сканированием возникает опасность неоднозначного определения направления на цель. В связи с этим предпочтение нужно отдавать антеннам с увеличенной шириной излучения в азимутальной плоскости применительно к РЛ ближнего действия систем безопасности автомобиля. Избежать неоднозначности пеленгации цели можно за счет усложнения алгоритма обработки сигнала на стороне приемных антенн за

счет использования на первом этапе излучения только одной передающей антенны. Полученные результаты позволяют определить энергетический потенциал и предельную дальность обнаружения объектов при известной ЭПР в требуемом секторе сканирования.

Благодарности

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках соглашения № 075-11-2019-052 от 13.12.2019 с Научно-производственным объединением автоматики имени академика Н.А. Семихатова (АО «НПО автоматики») по комплексному проекту «Создание высокотехнологичного производства высокочастотного радара, предназначенного для использования в составе интеллектуальных систем помощи водителю, систем автоматического управления беспилотных транспортных средств и систем интеллектуального земледелия» при участии ФГАОУ ВО «Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина» (ФГАОУ ВО «УрФУ») в части выполнения научно-исследовательских, опытно-конструкторских и технологических работ.

Acknowledgments

This work was financially supported by the Ministry of Science and Higher Education of the Russian Federation under agreement No. 075-11-2019-052 dated December 13, 2019 with the Scientific and Production Association of automatics named after academician N.A.Semikhatov in the complex project “Creation of a high-tech production of a high-frequency radar intended to be used as a part of intelligent driver assistance systems, automatic control systems for unmanned vehicles and intelligent farming systems” with the participation of the Ural Federal University named after the First President of Russia B.N. Yeltsin in terms of the implementation of research, development and technological work.

Список литературы

1. Казаринов Ю.М. *Радиотехнические системы*. М.: Академия; 2008.
2. Fishler E., Haimovich A., Blum R., Cimini L., Chizhik D., Valenzuela R. MIMO radar: An idea whose time has come. In: *Proceedings of the 2004 IEEE Radar Conference (IEEE Cat. No.04CH37509)*, Philadelphia, PA, 29–29 April 2004, pp. 71–78. DOI: 10.1109/NRC.2004.1316398.
3. Fishler E., Haimovich A., Blum R.S., Cimini L.J., Chizhik D., Valenzuela R.A. Spatial Diversity in Radars-Models and Detection Performance. *IEEE Transactions on Signal Processing*. 2006;54(3):823–838. DOI: 10.1109/TSP.2005.862813.
4. Rabideau D.J., Parker P. Ubiquitous MIMO multifunction digital array radar. In: *The Thirty-Seventh Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers, Pacific Grove, CA, 9–12 November 2003*. Vol. 1, pp. 1057–1064. DOI: 10.1109/ACSSC.2003.1292087.
5. Bergin J., Guerri J.R. *MIMO Radar. Theory and Application*. Boston: Artech House; 2018.
6. Li J., Stoica P. *MIMO radar signal processing*. New Jersey: John Wiley & Sons; 2008.
7. Черняк В.С. *Многопозиционная радиолокация*. М.: Радио и связь; 1993.

8. Черняк В.С. О новых и старых идеях в радиолокации: ММО РЛС. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2011;(2):5–20.

9. Черняк В.С. Многопозиционные радиолокационные системы на основе ММО РЛС. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2012;(8):29–46.

10. Черняк В.С. Обнаружение сигналов в ММО РЛС. *Успехи современной радиоэлектроники*. 2014;(7):35–48. Режим доступа: <https://www.researchgate.net/publication/267613025>

11. Зайцев Н.А., Макарецкий Е.А. Анализ направленных свойств антенных решеток ММО РЛС. *Известия Тульского государственного университета. Технические науки*. 2016;(12-2):111–121.

12. Оргиш П.И., Горшков С.А. Анализ характеристик ММО РЛС. *Прикладная радиоэлектроника*. 2013;12(3):387–399. Режим доступа: http://nbuv.gov.ua/UJRN/Prre_2013_12_3_4

13. Плохов С.Н., Шабунин С.Н. Влияние взаимодействия элементов антенно-фидерного тракта радиолокатора на шумовые характеристики канала приема. *Вестник УрФО. Безопасность в информационной сфере*. 2020 (в печати).

14. Оргиш П.И., Горшков С.А. Алгоритм синтеза геометрической структуры антенной решетки ММО РЛС. *Военная академия Республики Беларусь. Доклады БГУИР*. 2012;(8):93–99. Режим доступа: <https://doklady.bsuir.by/jour/article/view/130#>

15. Li J., Stoica P. MIMO Radar Spacetime Adaptive Processing and Signal Design. In: Li J., Stoica P. *MIMO radar signal processing*. Wiley-IEEE Press; 2009, pp. 235–281. DOI: 10.1002/9780470391488.ch6.

16. Patole S. M., Torlak M., Wang D., Ali M. Automotive radars: A review of signal processing techniques, *IEEE Signal Processing Magazine*. 2017;34(2):22–35. DOI: 10.1109/MSP.2016.2628914.

References

1. Kazarinov Yu.M. *Radio engineering systems*. Moscow: Akademiya; 2008. (In Russ.)

2. Fishler E., Haimovich A., Blum R., Cimini L., Chizhik D., Valenzuela R. MIMO radar: An idea whose time has come. In: *Proceedings of the 2004 IEEE Radar Conference (IEEE Cat. No.04CH37509)*, Philadelphia, PA, 29–29 April 2004, pp. 71–78. DOI: 10.1109/NRC.2004.1316398.

3. Fishler E., Haimovich A., Blum R.S., Cimini L.J., Chizhik D., Valenzuela R.A. Spatial Diversity in Radars-Models and Detection Performance. *IEEE Transactions on Signal Processing*. 2006;54(3):823–838. DOI: 10.1109/TSP.2005.862813.

4. Rabideau D.J., Parker P. Ubiquitous MIMO multifunction digital array radar. In: *The Thirty-Seventh Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers, Pacific Grove, CA, 9–12 November 2003*. Vol. 1, pp. 1057–1064. DOI: 10.1109/ACSSC.2003.1292087.

5. Bergin J., Guerci J.R. *MIMO Radar. Theory and Application*. Boston: Artech House; 2018.

6. Li J., Stoica P. *MIMO radar signal processing*. New Jersey: John Wiley & Sons; 2008.

7. Chernyak V.S. *Multi-position radar*. Moscow: Radio i svyaz; 1993. (In Russ.)

8. Chernyak V.S. About new and old ideas in radar: MIMO radars. *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki*. 2011;(2):5–20. (In Russ.)
9. Chernyak V.S. Multisite radar systems based on MIMO radars. *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki*. 2012;(8):29–46. (In Russ.)
10. Chernyak V.S. Signal detection with MIMO radars *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki*. 2012;(8):29–46. (In Russ.) Available at: <https://www.researchgate.net/publication/267613025>
11. Zaycev N.A., Makaretsky E.A. Analysis of the directional properties of antenna arrays MIMO radar. *Izvestiya Tul'skogo gosudarstvennogo universiteta. Tekhnicheskie nauki = News of the Tula state university. Technical sciences*. 2016;(12-2):111–121. (In Russ.)
12. Orgish P.I., Gorshkov S.A. Analysis of MIMO radar characteristics. *Prikladnaya radioelektronika = Applied Radio Electronics*. 2013;12(3):387–399. (In Russ.) Available at: http://nbuv.gov.ua/UJRN/Prre_2013_12_3_4
13. Plokhov S.N., Shabunin S.N. Influence of interaction between elements of the radar antenna-fider network on the noise characteristics of the reception channel. *Vestnik UrFO. Bezopasnost v informatsionnoi sfere*. 2020. In print. (In Russ.)
14. Gorshkov S.A., Orgish P.I. Synthesis algorithm of geometrical structure of MIMO radar antenna array. *Doklady BGUIR*. 2012;(8):93–99. (In Russ.) Available at: <https://doklady.bsuir.by/jour/article/view/130#>
15. Li J., Stoica P. MIMO Radar Spacetime Adaptive Processing and Signal Design. In: Li J., Stoica P. *MIMO radar signal processing*. Wiley-IEEE Press; 2009, pp. 235–281. DOI: 10.1002/9780470391488.ch6.
16. Patole S. M., Torlak M., Wang D., Ali M. Automotive radars: A review of signal processing techniques, *IEEE Signal Processing Magazine*. 2017;34(2):22–35. DOI: 10.1109/MSP.2016.2628914.

Информация об авторах

Плохов Сергей Николаевич, ведущий инженер департамента радиоэлектроники и связи Уральского федерального университета имени первого Президента России Б.Н. Ельцина, г. Екатеринбург, Россия.

Шабунин Сергей Николаевич, доктор технических наук, доцент, заведующий кафедрой радиоэлектроники и телекоммуникаций Уральского федерального университета имени первого Президента России Б.Н. Ельцина, г. Екатеринбург, Россия.

Information about the authors

Sergey N. Plohov, Leading Engineer of the Department of Radio Electronics and Communications, Ural Federal University named after the first President of Russia B.N. Yeltsin, Yekaterinburg, Russia.

Sergey N. Shabunin, Doctor of Technical Sciences, Associate Professor, Head of the Department of Radio Electronics and Telecommunications, Ural Federal University named after the first President of Russia B.N. Yeltsin, Yekaterinburg, Russia.

Поступила / Received: 01.11.2020

Принята в печать / Accepted: 23.11.2020